

MÜLLER · HOFFMANN & PARTNER

PATENTANWÄLTE

Müller · Hoffmann & Partner · P.O. Box 80 12 20 · D-81612 München

Deutsches Patent- und Markenamt  
80297 München

European Patent Attorneys  
European Trademark Attorneys

Dipl.-Ing. Frithjof E. Müller  
Dr.-Ing. Jörg Peter Hoffmann  
Dipl.-Ing. Dieter Kottmann  
Dr. Bojan Savic, Dipl.-Chem.

Innere Wiener Straße 17  
D-81667 München

Telefon (ISDN): (089) 48 90 10 - 0  
Telefax (Group 4): (089) 48 90 10 - 44  
Telefax (Group 3): (089) 48 90 10 - 33  
E-Mail: mail@mh-patent.de  
Internet: www.mh-patent.de  
AG München PR 314

Deutsche Patentanmeldung Nr. 103 20 674.4-35  
Anmelderin: LITEF GmbH  
Unsere Akte: 54.535

13.07.2004  
Mü/Leh/äm

**In Erwiderung auf den Bescheid des Deutschen Patent- und Markenamts vom  
02. März 2004:**

1. Die Anmelderin überreicht in Anlage
  - neue Beschreibungsseiten 1, 2, 2a
  - neue Ansprüche 1 bis 30
2. Das Prüfungsverfahren soll basierend auf folgenden Unterlagen weitergeführt werden:
  - Neue Ansprüche 1 bis 30 wie beigelegt;
  - Beschreibungsseiten 3-14 wie ursprünglich eingereicht;
  - Beschreibungsseiten 1, 2, 2a wie beigelegt;
  - Figuren 1 bis 9 auf Seiten 1/7 bis 7/7 wie ursprünglich eingereicht.
3. Der neuformulierte Anspruch 1 betrifft eine "Ansteuerschaltung für einen mikromechanischen Resonator" und entspricht dem bisherigen Anspruch 16, wobei die Merkmale des Pulsmodulators explizit aufgeführt wurden. In den neuen Anspruch 1 wurde das im bisherigen Anspruch 17 enthaltene Merkmal aufgenommen, dass "das von dem mindestens einen Pulsmodulator erzeugte Pulssignal zur elektrostatischen Schwingungsanregung des Resonators verwendet wird". Außerdem wurde in den neuen Anspruch 1 das im bisherigen Anspruch 14 enthaltene Merkmal aufgenommen, dass "der Pulsmodulator mit einer Abtastfrequenz  $\omega_A$  betrieben wird, welche 2 bis 1000 mal höher ist als die Mischfrequenz  $\omega_0$ ".

Der neue Anspruch 2 entspricht dem bisherigen Anspruch 18. Die neuen Ansprüche 3 bis 15 betreffen Merkmale des Pulsmodulators und entsprechen den bisherigen Ansprüchen 2 bis 13 sowie 15.

Der neue Anspruch 16 ist auf einen „Frequenzgenerator zur Synthese eines Pulssignals mit vorgegebener Frequenz und Phase“ gerichtet und entspricht dem bisherigen Anspruch 19, wobei die Merkmale des Pulsmodulators explizit aufgeführt wurden. In den neuen Anspruch 16 wurde das im bisherigen Anspruch 14 enthaltene Merkmal aufgenommen, dass „der Pulsmodulator mit einer Abtastfrequenz  $\omega_A$  betrieben wird, welche 2 bis 1000 mal höher ist als die Mischfrequenz  $\omega_0$ “.

Die neuen Ansprüche 17 bis 21 enthalten die Merkmale der bisherigen Ansprüche 20, 2, 3, 10, 12.

Der neuformulierte Verfahrensanspruch 22 wurde aus dem bisherigen Verfahrensanspruch 21 durch Hinzufügen zweier Merkmale erhalten. Das Merkmal „wobei das Pulssignal zur elektrostatischen Schwingungsanregung eines mikromechanischen Resonators verwendet wird“ findet sich im bisherigen Anspruch 29. Außerdem wurde in den neuen Anspruch 23 das im bisherigen Anspruch 14 enthaltene Merkmal aufgenommen, dass die Pulsmodulation mit einer Abtastfrequenz  $\omega_A$  erfolgt, „welche 2 bis 1000 mal höher ist als die Mischfrequenz  $\omega_0$ “.

Die neuen Ansprüche 23 bis 30 entsprechen den bisherigen Ansprüchen 22 bis 28 sowie 30.

4. Dokument D1 beschreibt eine A/D-Wandlervorrichtung mit Rückkopplung, um ein empfangenes Signal ins Basisband herunterzumischen. In D1 ist nicht offenbart, das am Ausgang der Schaltung erhaltene Signal zum Ansteuern eines elektromagnetischen Resonators zu verwenden. Dazu wäre das heruntergemischte Signal nicht geeignet. Der auf eine Ansteuerschaltung für einen mikromechanischen Resonator gerichtete neue Anspruch 1 ist daher neu gegenüber D1. Auch der neuformulierte Verfahrensanspruch 22 enthält das Merkmal, dass das erzeugte Pulssignal zur elektro-statischen Schwingungsanregung eines Resonators dient und ist daher neu gegenüber D1. Der neuformulierte Anspruch 16 ist auf einen Frequenzgenerator zur Synthese eines Pulssignals mit vorgegebener Frequenz und Phase gerichtet. Dem Dokument D1 kann nicht entnommen werden, dass der beschriebene Modulator als Frequenzgenerator einsetzbar ist, der ein zur Festlegung der Phase

dienendes Eingangssignal auf die gewünschte Frequenz heraufmischt. Insofern ist Anspruch 16 neu gegenüber D1.

In Dokument D2 ist eine elektronische Anordnung zum Erzeugen eines modulierten Trägersignals beschrieben, welches einer Sendevorrichtung zugeführt wird. Dabei ist die Trägerfrequenz so gewählt, dass sie der halben Abtastfrequenz oder einem ganzen Vielfachen derselben entspricht:  $f_c = n \cdot f_s/2$ , wobei  $n = 1, 2, 3, \dots$ . Das am Ausgang der Schaltung nach D2 erhaltene Signal wird nicht zum Ansteuern eines elektromagnetischen Resonators verwendet. Dagegen enthalten die neuen Ansprüche 1, 22 das Merkmal, dass das erzeugte Pulssignal zur elektrostatischen Schwingungsanregung eines Resonators verwendet wird. Darüber hinaus erfolgt die Pulsmodulation entsprechend den neuformulierten Ansprüchen 1, 16, 22 mit einer Abtastfrequenz, welche 2 bis 1000 mal höher ist als die Mischfrequenz. Dabei sind auch nicht-ganzzahlige Verhältnisse zwischen der Abtastfrequenz  $\omega_A$  und der Mischfrequenz  $\omega_0$  zulässig. Aus diesen Gründen sind die Ansprüche 1, 16, 22 neu gegenüber D2.

Die in Dokument D3 beschriebene Ansteuerschaltung umfasst einen herkömmlichen Delta-Sigma-Modulator. In Spalte 10, Zeilen 1-4 von D3 wird erläutert, dass anstelle eines Delta-Sigma-Modulators erster Ordnung auch ein Delta-Sigma-Modulator höherer Ordnung, ein Delta-Modulator oder ein MASH-Modulator verwendet werden könnte. Demgegenüber weisen die Ansteuerschaltung gemäß dem neuformulierten Anspruch 1 und der Frequenzgenerator gemäß Anspruch 16 einen Pulsmodulator mit einer ersten Multipliziererstufe zum Heraufmischen des Regelsignals auf. Anspruch 1 und Anspruch 16 sind daher neu gegenüber D3. Der Verfahrensanspruch 21 umfasst einen Multiplikationsschritt, bei dem das Regelsignal mit einem Mischsignal multipliziert wird. Anspruch 21 ist daher neu gegenüber D3.

5. Die Entgegenhaltungen D1 bis D3 wurden in der Beschreibungseinleitung gewürdigt. Neue Beschreibungsseiten 1, 2, 2a sind dieser Bescheidserwiderung beigefügt.

6. Wenn ein Fachmann sich ausgehend von der in Dokument D3 beschriebenen Ansteuerschaltung für einen mikromechanischen Resonator das Rauschverhalten und die Genauigkeit der Ansteuerschaltung verbessern will, wird er entsprechend der von der Prüfungsstelle zitierten Textpassage in Spalte 10, Zeilen 1-4 den Einsatz von Delta-Sigma-Modulatoren höherer Ordnung, Delta-Modulatoren und MASH-Modulatoren in Betracht ziehen. Dies führt den Fachmann aber nicht zu der erfin-

dungsgemäßen Lösung, bei der der Hauptsignalpfad des Pulsmodulators einen Mischer aufweist. Diese Textpassage führt den Fachmann auch nicht zu den Dokumenten D1 und D2.

Nehmen wir weiter an, der Fachmann würde Dokument D1 zusätzlich heranziehen. Dokument D1 beschreibt einen Radioempfänger, in dem das empfangene Signal ins Basisband heruntergemischt wird. Das heruntergemischte Signal wird einem Rückkopplungspfad zugeführt, in dem es wieder auf eine der Frequenz des Eingangssignals vergleichbare Frequenz hochgemischt wird. In der Textpassage von Spalte 4, Zeile 57 bis Spalte 5, Zeile 6 wird beschrieben, dass die vorteilhafte Rauschcharakteristik im Rückkopplungspfad davon abhängt, dass sich das Signal am Ausgang des D/A Wandlers 17 in einem schmalen Bereich bewegt und nicht zu stark variiert. Dem Dokument D1 wird der Fachmann entnehmen, dass sich Vorteile in Bezug auf die Rauschcharakteristik insbesondere dann realisieren lassen, wenn am Ausgang des Pulsmodulators ein schwach veränderliches heruntergemischtes Signal anliegt. Er würde daraus schließen, dass für den Fall, dass die in D1 gezeigte Schaltung zum Heraufmischen eines niederfrequenten Eingangssignals verwendet wird, die Vorteile in Bezug auf Genauigkeit und Rauschverhalten wahrscheinlich verloren gingen. Dokument D1 würde den Fachmann eher davon abhalten, die erfindungsgemäße Ansteuer-schaltung zum Hochmischen eines Eingangssignals einzusetzen, wenn er an einer Verbesserung der Rauschcharakteristik interessiert ist.

7. Die Druckschrift D2 beschreibt eine Anordnung zum Erzeugen eines modulierten Trägersignals. Die Aufgabe von D2 ist es, die Signalstärke des amplitudenmodulierten Trägers relativ zum Basisbandsignal zu verbessern. Auf Seite 2, Zeilen 13-18 wird das Rauschverhalten des erhaltenen Signals angesprochen. Gemäß Dokument D2 kann ein in der Umgebung von  $f_c$  niedriges Quantisierungsrauschen dann erzielt werden, wenn die Trägerfrequenz  $f_c$  so gewählt wird, dass sie der halben Abtastfrequenz oder einem ganzzahligen Vielfachen davon entspricht:  $f_c = n \cdot f_s/2$ , wobei  $n = 1, 2, 3, \dots$ . Entsprechend D2 ist die Abtastfrequenz  $f_s$  daher kleiner oder gleich der doppelten Trägerfrequenz  $f_c$ :  $f_s \leq 2 \cdot f_c$ . In der gesamten Druckschrift D2 wird die Einhaltung dieser Bedingung als wichtig dargestellt (vgl. Seite 3 Zeilen 5-8). Außerdem sind entsprechend der Druckschrift D2 nur bestimmte wohldefinierte Verhältnisse zwischen  $f_c$  und  $f_s/2$  zulässig.

Zur Ansteuerung eines mikromechanischen Resonators wird ein überabgetastetes Signal benötigt. Aus D2 gewinnt der Fachmann jedoch den Eindruck, dass sich bei Verwendung der in D2 beschriebenen Schaltung im überabgetasteten Bereich (also

100/555716

JC20 Rec'd PGT/PTO 07 NOV 2005

MÜLLER · HOFFMANN & PARTNER

Deutsche Patentanmeldung Nr. 103 20 674.4-35

- 5 -

im Bereich mit  $\omega_A > 2 \cdot \omega_0$  bzw.  $f_s > 2 f_c$ ) ein eher unvorteilhaftes Rauschverhalten in der Umgebung der Mischfrequenz  $\omega_0$  ergäbe. Außerdem gewinnt der Fachmann den Eindruck, dass die Einhaltung von bestimmten zulässigen Verhältnissen zwischen  $f_c$  und  $f_s/2$  Voraussetzung für das Funktionieren der in D2 beschriebenen Lösung ist. Dies wird den Fachmann eher davon abhalten, die in D2 beschriebene Schaltung für die Erzeugung eines überabgetasteten Pulssignals in Betracht zu ziehen.

8. Die erfindungsgemäße Lösung ermöglicht die Erzeugung eines überabgetasteten Pulssignals von hoher Frequenz- und Phasenstabilität, welches insbesondere in der Umgebung der Mischfrequenz eine günstigen Rauschcharakteristik aufweist.

9. Die Anmelderin behält sich vor, die Anmeldung basierend auf den in den ursprünglich eingereichten Anmeldeunterlagen offenbarten Merkmalen weiterzuverfolgen.

10. Die Anmelderin hofft, dass unter Berücksichtigung der vorgebrachten Argumentation eine Patenterteilung in Aussicht gestellt werden kann.

Hilfsweise wird die Durchführung einer mündlichen Anhörung beantragt.



Frithjof E. Müller  
Patentanwalt

#### Anlagen

- neue Ansprüche 1 bis 30 (zweifach)
- neue Beschreibungsseiten 1, 2, 2a (zweifach)

## Neue Patentansprüche

1. Ansteuerschaltung für einen mikromechanischen Resonator, welche mindestens einen Pulsmodulator zur Umwandlung eines komplexen Eingangssignals ( $x(t)$ ) in ein Pulssignal ( $y(t)$ ) umfasst, und welcher aufweist:

- eine Subtrahiererstufe (1), die aus der Differenz des komplexen Eingangssignals ( $x(t)$ ) und eines Rückkopplungssignals (2) ein Regelabweichungssignal erzeugt;
- eine Signalumwandlungsstufe, die das Regelabweichungssignal in ein Regelsignal (7) umwandelt;
- eine erste Multipliziererstufe (8), die das Regelsignal (7) mit einem mit der Frequenz  $\omega_0$  oszillierenden komplexen Mischsignal multipliziert und so mindestens einen von Realteil (11) und Imaginärteil eines um  $\omega_0$  heraufgemischten Regelsignals erzeugt;
- eine Quantisierungsstufe (12), die mindestens einen von Realteil und Imaginärteil des um  $\omega_0$  heraufgemischten Regelsignals quantisiert und so das Pulssignal ( $y(t)$ ) erzeugt, wobei das von dem mindestens einen Pulsmodulator erzeugte Pulssignal zur elektrostatischen Schwingungsanregung des Resonators verwendet wird, und wobei der Pulsmodulator mit einer Abtastfrequenz  $\omega_A$  betrieben wird, welche 2 bis 1000 mal höher ist als die Mischfrequenz  $\omega_0$ ;
- eine Rückkopplungseinheit, welche ausgehend von dem Pulssignal ( $y(t)$ ) das Rückkopplungssignal (2) für die Subtrahiererstufe erzeugt.

2. Ansteuerschaltung nach Anspruch 1, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Mischfrequenz  $\omega_0$  des Pulsmodulators einer Resonanzfrequenz des Resonators entspricht.

3. Ansteuerschaltung nach Anspruch 1 oder Anspruch 2, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Pulsmodulator einen Inphase-Signalfad zur Verarbeitung des Realteils des Eingangssignals sowie einen Quadratur-Signalfad zur Verarbeitung des Imaginärteils des Eingangssignals umfasst.

4. Ansteuerschaltung nach einem der vorstehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass es sich bei dem Regelabweichungssignal, dem Regelsignal und dem Rückkopplungssignal jeweils um komplexe Signale handelt, die jeweils einen reellen Signalanteil sowie einen imaginären Signalanteil umfassen.

5. Ansteuerschaltung nach einem der vorstehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Signalumwandlungsstufe eine Integratorstufe umfasst, die das

Regelabweichungssignal aufsummiert und als Regelsignal ein integriertes Signal erzeugt.

- 5 6. Ansteuerschaltung nach Anspruch 5, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Integratorstufe einen ersten Integrator für den Inphase-Signalfad (14) und einen zweiten Integrator für den Quadratur-Signalfad (15) umfasst, wobei der erste Integrator den Realteil des Regelabweichungssignals aufsummiert, und wobei der zweite Integrator den Imaginärteil des Regelabweichungssignals aufsummiert.
- 10 7. Ansteuerschaltung nach einem der vorstehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Signalumwandlungsstufe eine Verstärkerstufe (6) umfasst.
- 15 8. Ansteuerschaltung nach einem der vorstehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass die erste Multipliziererstufe einen ersten Multiplizierer (23) für den Inphase-Signalfad und einen zweiten Multiplizierer (33) für den Quadratur-Signalfad umfasst, wobei der erste Multiplizierer den Realteil (22) des Regelsignals mit dem Realteil des mit der Frequenz  $\omega_0$  oszillierenden komplexen Mischsignals multipliziert und so ein erstes Ergebnissignal (24) erzeugt, und wobei der zweite
- 20 Multiplizierer (33) den Imaginärteil (32) des Regelsignals mit dem Imaginärteil des mit der Frequenz  $\omega_0$  oszillierenden komplexen Mischsignals multipliziert und so ein zweites Ergebnissignal (34) erzeugt.
- 25 9. Ansteuerschaltung nach Anspruch 8, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Pulsmodulator einen Addierer (25) umfasst, welcher zur Bestimmung des Realteils des heraufgemischten Regelsignals das erste Ergebnissignal (24) des ersten Multiplizierers und das zweite Ergebnissignal (34) des zweiten Multiplizierers zu einem Summensignal (35) addiert.
- 30 10. Ansteuerschaltung nach Anspruch 9, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Quantisierungsstufe das vom Addierer gelieferte Summensignal quantisiert.
- 35 11. Ansteuerschaltung nach einem der vorstehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass zum Eingangssignal der Quantisierungsstufe ein Rauschpegel addiert wird.

12. Ansteuerschaltung nach einem der vorstehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Quantisierungsstufe eine binäre Quantisierung oder eine ternäre Quantisierung ihres jeweiligen Eingangssignals durchführt.

5 13. Ansteuerschaltung nach einem der vorstehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Rückkopplungseinheit eine zweite Multipliziererstufe (13) umfasst, die das Pulssignal mit einem mit der Frequenz  $\omega_0$  oszillierenden konjugiert komplexen Mischsignal multipliziert und so das um  $\omega_0$  heruntergemischte Rückkopplungssignal (2) für den Subtrahierer erzeugt.

10 14. Ansteuerschaltung nach Anspruch 13, **dadurch gekennzeichnet**, dass die zweite Multipliziererstufe einen dritten Multiplizierer (37) zur Erzeugung des Realteils (17) des Rückkopplungssignals und einen vierten Multiplizierer (38) zur Erzeugung des Imaginärteils (27) des Rückkopplungssignals umfasst, wobei der dritte  
15 Multiplizierer (37) das Pulssignal mit dem Realteil des mit der Frequenz  $\omega_0$  oszillierenden konjugiert komplexen Mischsignals multipliziert, und wobei der vierte Multiplizierer (38) das Pulssignal mit dem Imaginärteil des konjugiert komplexen Mischsignals der Frequenz  $\omega_0$  multipliziert.

20 15. Ansteuerschaltung nach einem der vorstehenden Ansprüche, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Pulsmodulator mit Hilfe eines digitalen Signalprozessors implementiert ist.

25 16. Frequenzgenerator zur Synthese eines Pulssignals mit vorgegebener Frequenz und Phase, welcher mindestens einen Pulsmodulator zur Umwandlung eines komplexen Eingangssignals ( $x(t)$ ) in ein Pulssignal ( $y(t)$ ) umfasst, und welcher aufweist:

- eine Subtrahiererstufe (1), die aus der Differenz des komplexen Eingangssignals ( $x(t)$ ) und eines Rückkopplungssignals (2) ein Regelabweichungssignal erzeugt;
- eine Signalumwandlungsstufe, die das Regelabweichungssignal in ein Regelsignal  
30 (7) umwandelt;
- eine erste Multipliziererstufe (8), die das Regelsignal (7) mit einem mit der Frequenz  $\omega_0$  oszillierenden komplexen Mischsignal multipliziert und so mindestens einen von Realteil (11) und Imaginärteil eines um  $\omega_0$  heraufgemischten Regelsignals erzeugt, wobei der Pulsmodulator mit einer Abtastfrequenz  $\omega_A$  betrieben  
35 wird, welche 2 bis 1000 mal höher ist als die Mischfrequenz  $\omega_0$ ;
- eine Quantisierungsstufe (12), die mindestens einen von Realteil und Imaginärteil des um  $\omega_0$  heraufgemischten Regelsignals quantisiert und so das Pulssignal ( $y(t)$ ) erzeugt;



- eine Rückkopplungseinheit, welche ausgehend von dem Pulssignal ( $y(t)$ ) das Rückkopplungssignal (2) für die Subtrahiererstufe erzeugt.

- 5 17. Frequenzgenerator nach Anspruch 16, **dadurch gekennzeichnet**, dass dem Pulsmodulator ein Bandpassfilter, vorzugsweise ein Quarz- oder Keramikfilter nachgeschaltet ist.
- 10 18. Frequenzgenerator nach Anspruch 16 oder 17, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Pulsmodulator einen Inphase-Signalfad zur Verarbeitung des Realteils des Eingangssignals sowie einen Quadratur-Signalfad zur Verarbeitung des Imaginärteils des Eingangssignals umfasst.
- 15 19. Frequenzgenerator nach einem der Ansprüche 16 bis 18, **dadurch gekennzeichnet**, dass es sich bei dem Regelabweichungssignal, dem Regelsignal und dem Rückkopplungssignal jeweils um komplexe Signale handelt, die jeweils einen reellen Signalanteil sowie einen imaginären Signalanteil umfassen.
- 20 20. Frequenzgenerator nach einem der Ansprüche 16 bis 19, **dadurch gekennzeichnet**, dass zum Eingangssignal der Quantisierungsstufe ein Rauschpegel addiert wird.
- 25 21. Frequenzgenerator nach einem der Ansprüche 16 bis 20, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Rückkopplungseinheit eine zweite Multipliziererstufe (13) umfasst, die das Pulssignal mit einem mit der Frequenz  $\omega_0$  oszillierenden konjugiert komplexen Mischsignal multipliziert und so das um  $\omega_0$  heruntergemischte Rückkopplungssignal (2) für den Subtrahierer erzeugt.
- 30 22. Verfahren zur Pulsmodulation eines komplexen Eingangssignals, **gekennzeichnet durch** folgende Schritte:
- Erzeugen eines Regelabweichungssignals aus der Differenz des komplexen Eingangssignals ( $x(t)$ ) und eines Rückkopplungssignals (2);
  - Umwandeln des Regelabweichungssignals in ein Regelsignal (7);
  - Multiplizieren des Regelsignals (7) mit einem mit der Frequenz  $\omega_0$  oszillierenden komplexen Mischsignal, wobei mindestens einer von Realteil (11) und Imaginärteil eines um  $\omega_0$  heraufgemischten Regelsignals erzeugt wird;
  - 35 - Quantisieren von mindestens einem von Realteil (11) und Imaginärteil des um  $\omega_0$  heraufgemischten Regelsignals zum Erzeugen eines Pulssignals ( $y(t)$ ), wobei das Pulssignal zur elektrostatischen Schwingungsanregung eines mikromechanischen

Resonators verwendet wird, und wobei die Pulsmodulation mit einer Abtastfrequenz  $\omega_A$  erfolgt, welche 2 bis 1000 mal höher ist als die Mischfrequenz  $\omega_0$ ;  
- Erzeugen des Rückkopplungssignals (2) ausgehend von dem Pulssignal (y(t)).

- 5 23. Verfahren nach Anspruch 22, **dadurch gekennzeichnet**, dass es sich bei dem Regelabweichungssignal, dem Regelsignal und dem Rückkopplungssignal jeweils um komplexe Signale handelt, die jeweils einen reellen Signalanteil sowie einen imaginären Signalanteil umfassen.
- 10 24. Verfahren nach Anspruch 22 oder Anspruch 23, **dadurch gekennzeichnet**, dass das Regelabweichungssignal in das Regelsignal umgewandelt wird, indem das Regelabweichungssignal integriert wird.
- 15 25. Verfahren nach einem der Ansprüche 22 bis 24, **dadurch gekennzeichnet**, dass der Realteil des Regelsignals mit dem Realteil des mit der Frequenz  $\omega_0$  oszillierenden komplexen Mischsignals multipliziert und so ein erstes Ergebnissignal erzeugt wird, und dass der Imaginärteil des Regelsignals mit dem Imaginärteil des mit der Frequenz  $\omega_0$  oszillierenden komplexen Mischsignals multipliziert und so ein zweites Ergebnissignal erzeugt wird.
- 20 26. Verfahren nach Anspruch 25, **dadurch gekennzeichnet**, dass zur Bestimmung des Realteils des heraufgemischten Regelsignals das erste Ergebnissignal und das zweite Ergebnissignal zu einem Summensignal addiert werden.
- 25 27. Verfahren nach Anspruch 26, **dadurch gekennzeichnet**, dass zum Erzeugen des Pulssignals eine Quantisierung des Summensignals durchgeführt wird.
- 30 28. Verfahren nach einem der Ansprüche 22 bis 27, **dadurch gekennzeichnet**, dass vor der Quantisierung von mindestens einem von Realteil und Imaginärteil des um  $\omega_0$  heraufgemischten Regelsignals ein Rauschpegel hinzuaddiert wird.
- 35 29. Verfahren nach einem der Ansprüche 22 bis 28, **dadurch gekennzeichnet**, dass das Rückkopplungssignal erzeugt wird, indem das Pulssignal mit einem mit der Frequenz  $\omega_0$  oszillierenden konjugiert komplexen Mischsignal multipliziert wird.
- 30 30. Verfahren nach einem der Ansprüche 22 bis 29, **dadurch gekennzeichnet**, dass die Mischfrequenz  $\omega_0$  einer Resonanzfrequenz des mikromechanischen Resonators entspricht.

### Beschreibung

Die Erfindung betrifft einen Pulsmodulator zur Umwandlung eines komplexen Eingangssignals in ein Pulssignal sowie ein Verfahren zur Pulsmodulation eines komplexen Eingangssignals.

Zur Umsetzung eines digitalen Eingangssignals in ein Analogsignal können Digital-Analog-Wandler eingesetzt werden. Diese Bausteine sind jedoch teuer und benötigen relativ viel elektrische Leistung. Häufig sind mehrere Versorgungsspannungen notwendig. Ein weiterer Nachteil ist, dass sich Digital-Analog-Wandler schlecht zusammen mit der digitalen Elektronik integrieren lassen und dadurch der Miniaturisierung Grenzen setzen.

In vielen Anwendungen werden daher Digital-Analog-Wandler durch digitale Pulsmodulatoren wie beispielsweise Sigma-Delta-Wandler ersetzt. Ein klassischer Sigma-Delta-Modulator umfasst einen Integrierer, der das Differenzsignal zwischen dem Eingangssignal und einem rückgekoppelten quantisierten Signal aufintegriert, sowie einen Quantisierer, der das aufintegrierte Signal quantisiert. Am Ausgang des Quantisierers kann dann ein quantisiertes Pulssignal abgegriffen werden, das als Rückkopplungssignal zum Eingang des Sigma-Delta-Wandlers zurückgeführt wird. Sigma-Delta-Modulatoren zeichnen sich durch eine typische Rauschcharakteristik aus, wobei das Quantisierungsrauschen aus dem niederfrequenten Bereich in der Nähe von  $\omega=0$  zu höheren Frequenzen hin verlagert ist. Das im Bereich höherer Frequenzen auftretende Rauschen kann dann mit Hilfe eines nachgeschalteten Tiefpassfilters unterdrücken. Sigma-Delta-Wandler lassen sich kostengünstig implementieren und können zusammen mit der digitalen Elektronik integriert werden. Allerdings wäre es für manche Anwendungen von Vorteil, wenn sich das Quantisierungsrauschen in höheren Frequenzen gering halten ließe.

Im US-Patent 5,841,388 „A/D Converter Apparatus with Frequency Conversion Function and Radio Apparatus using the same“ wird ein A/D Konverter mit einer negativen Rückkopplung beschrieben, der einen mit der Hauptsignalleitung verbundenen A/D Wandler mit einer ersten Frequenzumwandlungsfunktionalität zur Frequenzwandlung des Eingangssignals und einen mit der Rückkopplungssignalleitung verbundenen D/A Wandler mit einer weiteren Frequenzumwandlungsfunktionalität umfasst, so dass die Frequenz des Rückkopplungssignals auf

eine im wesentlichen der Frequenz des Eingangssignals entsprechende Frequenz gebracht wird.

5 In dem Europäischen Patent EP 0 461 721 ist ein Sender mit einer elektronischen Anordnung zum Erzeugen eines modulierten Trägersignals beschrieben, wobei diese Anordnung einen aus mindestens einer in eine geschlossene Signalschleife aufgenommenen Addiereinheit, einem Tiefpassfilter und einem mit der Abtastfrequenz  $f_s$  angesteuerten Impulsformer bestehenden Sigma-Delta-(Ein-Bit)-Signalumformer aufweist, und wobei die Schaltungsanordnung einen mit der  
10 Trägerfrequenz  $f_c$  angesteuerten Mischer aufweist, so dass das Ausgangssignal des Impulsformers dem Mischer zugeführt wird und die Frequenz  $f_c$  derjenigen der halben Abtastrate oder einem ganzen Vielfachen davon entspricht.

15 Das US-Patent 5,866,969 „Actuating Circuit of Piezoelectric Transformer and Actuating Method thereof“ beschreibt eine Treiberschaltung für einen piezoelektrischen Wandler. Ein am Ausgang eines AGC-Kreises anliegendes Sinussignal wird einem Delta-Sigma-Modulator zugeführt, der daraus ein 1-Bit quantisiertes Bitsignal erzeugt. Dieses Pulssignal schaltet Treiber, deren Ausgangssignale dem piezoelektrischen Wandler zugeführt werden.

20 Es ist daher Aufgabe der Erfindung, einen Pulsmodulator sowie ein Verfahren zur Pulsmodulation zur Verfügung zu stellen, bei dem sich die spektrale Verteilung des Quantisierungsrauschens flexibel anpassen lässt.

25 Diese Aufgabe der Erfindung wird durch eine Ansteuerschaltung für einen mikromechanischen Resonator gemäß Anspruch 1, durch einen Frequenzgenerator gemäß Anspruch 16 sowie durch ein Verfahren zur Pulsmodulation eines komplexen Eingangssignals gemäß Anspruch 22 gelöst.

30 Der erfindungsgemäße Pulsmodulator zur Umwandlung eines komplexen Eingangssignals in ein Pulssignal umfasst eine Subtrahiererstufe, die aus der Differenz des komplexen Eingangssignals und eines Rückkopplungssignals ein Regelabweichungssignal erzeugt. Des Weiteren umfasst der Pulsmodulator eine Signalumwandlungsstufe, die das Regelabweichungssignal in ein Regelsignal  
35 umwandelt. In einer ersten Multipliziererstufe wird das Regelsignal mit einem mit der Frequenz  $\omega_0$  oszillierenden komplexen Mischsignal multipliziert und so mindestens einer von Realteil und Imaginärteil eines um  $\omega_0$  heraufgemischten

Regelsignals erzeugt. Darüber hinaus umfasst der Pulsmodulator eine Quantisierungsstufe, die mindestens einen von Realteil und Imaginärteil des um  $\omega_0$  heraufgemischten Regelsignals quantisiert und das Pulssignal erzeugt, sowie eine Rückkopplungseinheit, welche ausgehend von dem Pulssignal das Rückkopplungssignal für die Subtrahiererstufe erzeugt.

Die Funktionsweise des erfindungsgemäßen Pulsmodulators, welcher eine vorteilhafte Modifikation eines klassischen Sigma-Delta-Wandlers darstellt, soll im Folgenden ohne Beschränkung der Allgemeinheit für den Beispielfall eines konstant gehaltenen Eingangssignals erläutert werden. Durch die Subtrahiererstufe und die Signalumwandlungsstufe wird dieses Eingangssignal in ein ebenfalls nur schwach zeitveränderliches Regelsignal umgewandelt. Im Unterschied zu klassischen Sigma-Delta-Wandlern wird dieses Regelsignal aber nun durch die erste Multipliziererstufe mit einem komplexen Mischsignal der Frequenz  $\omega_0$  multipliziert, um so ein auf die Frequenz  $\omega_0$  heraufgemischtes Regelsignal zu erzeugen. Der Realteil oder der Imaginärteil dieses mit der Frequenz  $\omega_0$  oszillierenden Regelsignals wird anschließend durch die Quantisierungsstufe quantisiert, so dass man am Ausgang der Quantisierungsstufe ein reellwertiges Pulssignal mit einer dominanten Frequenzkomponente bei der Frequenz  $\omega_0$  erhält. Dieses reellwertige Pulssignal bildet mit Hilfe von positiven oder negativen Pulsen ein sinusoidales Signal der Frequenz  $\omega_0$  nach. Dieses Pulssignal stellt gleichzeitig den Ausgangspunkt für die Berechnung des Rückkopplungssignals dar, welches zur Subtrahiererstufe rückgekoppelt wird und dort vom Eingangssignal abgezogen wird, um die Regelabweichung zu ermitteln.

Zur Erzeugung des Pulssignals ist nicht zwingend erforderlich, sowohl den Realteil als auch den Imaginärteil des um  $\omega_0$  heraufgemischten Regelsignals zu berechnen. Wenn das Pulssignal aus dem Realteil des heraufgemischten Regelsig-

Letter from Müller Hoffmann & Partner to the German Patent and Trademark Office, reference Mü/Leh/äm dated July 13, 2004

German patent application No. 103 20 674.4-35

Applicant: LITEF GmbH

Our reference: 54.535

**With reference to the decision by the German Patent and Trademark Office dated March 2, 2004:**

1. The applicant attaches
  - new description pages 1, 2, 2a
  - new claims 1 to 30
2. The examination proceedings should be continued on the basis of the following documents:
  - new claims 1 to 30 as attached;
  - description pages 3-14 as originally submitted;
  - description pages 1, 2, 2a as attached;
  - Figures 1 to 9 on pages 1/7 to 7/7 as originally submitted.
3. The reworded claim 1 relates to a "drive circuit for a micromechanical resonator" and corresponds to the previous claim 16, with the features of the pulse modulator having been stated explicitly. The feature contained in the previous claim 17 has been included in the new claim 1, that "the pulsed signal which is produced by the at least one pulse modulator is used for electrostatic oscillation stimulation of the resonator". Furthermore, the feature contained in the previous claim 14 that "the pulse modulator is operated at a sampling frequency  $\omega_A$  which is 2 to 1000 times higher than the mixing frequency  $\omega_0$ " has been included in the new claim 1.

The new claim 2 corresponds to the previous claim 18. The new claims 3 to 15 relate to features of the pulse

modulator, and correspond to the previous claims 2 to 13 as well as 15.

The new claim 16 is based on a "frequency generator for synthesis of a pulsed signal at a predetermined frequency and with a predetermined phase" and corresponds to the previous claim 19, with the features of the pulse modulator having been stated explicitly. The feature contained in the previous claim 14, that "the pulse modulator is operated at a sampling frequency  $\omega_A$  which is 2 to 1000 times higher than the mixing frequency  $\omega_0$ " has been included in the new claim 16.

The new claims 17 to 21 contain the features of the previous claims 20, 2, 3, 10, 12.

The reworded method claim 22 has been obtained from the previous method claim 21 by the addition of two features. The feature "with the pulsed signal being used for electrostatic oscillation stimulation of a micromechanical resonator" was included in the previous claim 29. Furthermore, the feature contained in the previous claim 14, that the pulse modulation takes place at a sampling frequency  $\omega_A$  "which is 2 to 1000 times higher than the mixing frequency  $\omega_0$ " has been included in the new claim 23.

The new claims 23 to 30 correspond to the previous claims 22 to 28 as well as 30.

4. The document D1 describes an A/D converter apparatus with feedback in order to down-mix a received signal to baseband. D1 does not disclose the use of the signal produced at the output of the circuit for driving an electromagnetic resonator. The down-mixed signal would not be suitable for this purpose. The new claim 1, which is based on a drive circuit for a micromechanical resonator, is thus novel in comparison

to D1. The reworded method claim 22 also includes the feature that the pulsed signal that is produced is used for electrostatic oscillation stimulation of a resonator, and is thus novel in comparison to D1. The reworded claim 16 is based on a frequency generator for synthesis of a pulsed signal at a predetermined frequency and with a predetermined phase. The document D1 does not state that the described modulator can be used as a frequency generator which up-mixes an input signal, which is used to define the phase, to the desired frequency. To this extent, claim 16 is novel in comparison to D1.

The document D2 describes an electronic arrangement for production of a modulated carrier signal which is supplied to a transmission apparatus. In this case, the carrier frequency is chosen such that it corresponds to half the sampling frequency, or to an integer multiple of it:  $f_c = n \cdot f_s / 2$ , where  $n = 1, 2, 3, \dots$ . The signal which is produced at the output of the circuit according to D2 is not used for driving an electromagnetic resonator. In contrast, the new claims 1, 22 contain the feature that the pulsed signal that is produced is used for electrostatic oscillation stimulation of a resonator. Furthermore, the pulse modulation is carried out in accordance with the reworded claims 1, 16, 22 at a sampling frequency which is 2 to 1000 times higher than the mixing frequency. In this case, non-integer ratios are also permissible between the sampling frequency  $\omega_A$  and the mixing frequency  $\omega_0$ . For these reasons, claims 1, 16, 22 are novel in comparison to D2.

The drive circuit described in the document D3 has a conventional delta-sigma modulator. Column 10, lines 1-4 of D3 explain that a higher-order delta-sigma modulator, a delta modulator or a MASH modulator could also be used instead of a first-order delta-sigma modulator. In contrast, the drive circuit according to



the reworded claim 1 and the frequency generator according to claim 16 have a pulse modulator with a first multiplication stage for up-mixing the control signal. Claim 1 and claim 16 are thus novel in comparison to D3. The method claim 21 comprises a multiplication step, in which the control signal is multiplied by a mixing signal. Claim 21 is thus novel in comparison to D3.

5. The citations D1 to D3 have been referred to in the description introduction. New description pages 1, 2, 2a are attached to this reply to the decision.

6. If a person skilled in the art wishes to improve the noise response and the accuracy of the drive circuit on the basis of the drive circuit as described in the document D3 for a micromechanical resonator he will consider the use of higher-order delta-sigma modulators, delta modulators and MASH modulators in accordance with the text passage, as cited by the examination department, in column 10, lines 1-4. However, this will not lead the person skilled in the art to the solution according to the invention, in which the main signal path of the pulse modulator has a mixer. This text passage also does not lead the person skilled in the art to the documents D1 and D2.

Let us also assume that the person skilled in the art would additionally consider the document D1. The document D1 describes a radio receiver in which the received signal is down-mixed to baseband. The down-mixed signal is passed to a feedback path, in which it is once again up-mixed to a frequency which is comparable with the frequency of the input signal. The text passage in column 4, line 57 to column 5, line 6 describes the fact that the advantageous noise characteristic in the feedback path depends on the signal at the output of the D/A converter 17 moving in a narrow range, and not varying excessively. The person

skilled in the art will therefore see from the document D1 that advantages with respect to the noise characteristic can be achieved in particular when a slightly changing down-mixed signal is produced at the output of the pulse modulator. He would deduce from this that, in the situation in which the circuit described in D1 is used for up-mixing of a low-frequency input signal, the advantages in terms of accuracy and noise response would probably be lost. In fact, the document D1 would deter the person skilled in the art from using the drive circuit according to the invention for up-mixing of an input signal if he was interested in an improvement in the noise characteristic.

7. The document D2 describes an arrangement for production of a modulated carrier signal. The object of D2 is to improve the signal strength of the amplitude-modulated carrier relative to the baseband signal. The noise response of the signal that is produced is discussed on page 2, lines 13-18. According to the document D2, low quantization noise in the vicinity of  $f_c$  can be achieved by choosing the carrier frequency  $f_c$  such that it corresponds to half the sampling frequency or to an integer multiple of it:  $f_c = n \cdot f_s / 2$ , where  $n = 1, 2, 3, \dots$ . Corresponding to D2, the sampling frequency  $f_s$  is thus less than or equal to twice the carrier frequency  $f_c$ :  $f_s \leq 2 \cdot f_c$ . Compliance with this condition is stated as being important throughout the entire document D2 (see page 3, lines 5-8). Furthermore, only specific, well-defined ratios between  $f_c$  and  $f_s/2$  are permissible in accordance with the document D2.

An oversampled signal is required for driving a micromechanical resonator. However, D2 gives the person skilled in the art the impression that, when the circuit described in D2 is used in the oversampled range (that is to say in the range where  $\omega_A > 2 \cdot \omega_0$  and

$f_s > 2 f_c$ ), this would result in a rather disadvantageous noise response in the vicinity of the mixing frequency  $\omega_0$ . Furthermore, the person skilled in the art is given the impression that compliance with specific permissible ratios between  $f_c$  and  $f_s/2$  is a precondition for the operation for the solution described in D2. This would in fact deter the person skilled in the art from considering the circuit described in D2 for the production of an oversampled pulsed signal.

8. The solution according to the invention allows the production of an oversampled pulsed signal with high frequency and phase stability, which has a good noise characteristic, in particular in the vicinity of the mixing frequency.

9. The applicants maintain that the application should be pursued further on the basis of the features disclosed in the originally submitted application documents.

10. The applicants hope that it will be possible to grant a patent when the above arguments are considered.

A secondary application is made for an oral hearing to be held.

[signed]

Frithjof E. Müller  
Patent attorney

**Attachments**

- new claims 1 to 30 (two copies)
- new description pages 1, 2, 2a (two copies)

**New Patent Claims**

1. A drive circuit for a micromechanical resonator, which has at least one pulse modulator for conversion  
5 of a complex input signal ( $x(t)$ ) to a pulsed signal ( $y(t)$ ), and which has:
- a subtraction stage (1) which produces a control error signal from the difference between the complex input signal ( $x(t)$ ) and a feedback signal (2);
  - 10 - a single conversion stage, which converts the control error signal to a control signal (7);
  - a first multiplication stage (8), which multiplies the control signal (7) by a complex mixing signal oscillating at the frequency  $\omega_0$ , and thus produces  
15 at least one of a real part (11) and an imaginary part of a control signal which has been up-mixed by  $\omega_0$ ,
  - a quantization stage (12), which quantizes at least one of the real part and imaginary part of the  
20 control signal which has been up-mixed by  $\omega_0$  and thus produces the pulsed signal ( $y(t)$ ), with the pulsed signal which is produced by the at least one pulse modulator being used for electrostatic oscillation stimulation of a resonator, and with the  
25 pulse modulator being operated at a sampling frequency  $\omega_A$  which is 2 to 1000 times higher than the mixing frequency  $\omega_0$ ,
  - a feedback unit, which uses the pulsed signal ( $y(t)$ ) to produce the feedback signal (2) for the  
30 subtraction stage.

2. The drive circuit as claimed in claim 1, characterized in that the mixing frequency  $\omega_0$  of the pulse modulator corresponds to one resonant frequency  
35 of the resonator.

3. The drive circuit as claimed in claim 1 or claim

2, **characterized** in that the pulse modulator has an in-phase signal path for processing of the real part of the input signal, as well as a quadrature signal path for processing of the imaginary part of the input  
5 signal.

4. The drive circuit as claimed in one of the preceding claims, **characterized** in that the control error signal, the control signal and the feedback  
10 signal are each complex signals, which each have a real signal component as well as an imaginary signal component.

5. The drive circuit as claimed in one of the  
15 preceding claims, **characterized** in that the signal conversion stage has an integrator stage which integrates the control error signal and produces an integrated signal as the control signal.

20 6. The drive circuit as claimed in claim 5, **characterized** in that the integrator stage has a first integrator for the in-phase signal path (14) and a second integrator for the quadrature signal path (15), with the first integrator integrating the real part of  
25 the control error signal, and with the second integrator integrating the imaginary part of the control error signal.

7. The drive circuit as claimed in one of the  
30 preceding claims, **characterized** in that the signal conversion stage has an amplifier stage (6).

8. The drive circuit as claimed in one of the preceding claims, **characterized** in that the first  
35 multiplication stage has a first multiplier (23) for the in-phase signal path and a second multiplier (33) for the quadrature signal path, with the first

multiplier multiplying the real part (22) of the control signal by the real part of the complex mixing signal oscillating at the frequency  $\omega_0$ , and thus producing a first result signal (24), and with the  
5 second multiplier (33) multiplying the imaginary part (32) of the control signal by the imaginary part of the complex mixing signal oscillating at the frequency  $\omega_0$ , and thus producing a second result signal (34).

10 9. The drive circuit as claimed in claim 8, **characterized** in that the pulse modulator has an adder (25) which adds the first result signal (24) from the first multiplier and the second result signal (34) from the second multiplier to form a sum signal (35) in  
15 order to determine the real part of the up-mixed control signal.

10. The drive circuit as claimed in claim 9, **characterized** in that the quantization stage quantizes  
20 the sum signal produced by the adder.

11. The drive circuit as claimed in one of the preceding claims, **characterized** in that a noise level is added to the input signal to the quantization stage.

25 12. The drive circuit as claimed in one of the preceding claims, **characterized** in that the quantization stage carries out binary quantization or ternary quantization of its respective input signal.

30 13. The drive circuit as claimed in one of the preceding claims, **characterized** in that the feedback unit has a second multiplication stage (13), which multiplies the pulsed signal by a complex-conjugate  
35 mixing signal oscillating at the frequency  $\omega_0$ , and thus produces the feedback signal (2) down-mixed by  $\omega_0$ , for the subtractor.

14. The drive circuit as claimed in claim 13, **characterized** in that the second multiplication stage has a third multiplier (37) for production of the real part (17) of the feedback signal and has a fourth multiplier (38) for production of the imaginary part (27) of the feedback signal, with the third multiplier (37) multiplying the pulsed signal by the real part of the complex-conjugate mixing signal oscillating at the frequency  $\omega_0$ , and with the fourth multiplier (38) multiplying the pulsed signal by the imaginary part of the complex-conjugate mixing signal at the frequency  $\omega_0$ .

15. The drive circuit as claimed in one of the preceding claims, characterized in that the pulse modulator is implemented with the aid of a digital signal processor.

16. A frequency generator for synthesis of a pulsed signal at a predetermined frequency and with a predetermined phase, which has at least one pulse modulator for conversion of a complex input signal ( $x(t)$ ) to a pulsed signal ( $y(t)$ ) and which has:

- a subtraction stage (1) which produces a control error signal from the difference between the complex input signal ( $x(t)$ ) and a feedback signal (2),
- a single conversion stage, which converts the control error signal to a control signal (7);
- a first multiplication stage (8), which multiplies the control signal (7) by a complex mixing signal oscillating at the frequency  $\omega_0$ , and thus produces at least one of a real part (11) and an imaginary part of a control signal which has been up-mixed by  $\omega_0$ , with the pulse modulator being operated at a sampling frequency  $\omega_A$  which is 2 to 1000 times higher than the mixing frequency  $\omega_0$ ;
- a quantization stage (12), which quantizes at least

one of the real part and imaginary part of the control signal which has been up-mixed by  $\omega_0$  and thus produces the pulsed signal  $(y(t))$ ;

- a feedback unit, which uses the pulsed signal  $(y(t))$  to produce the feedback signal (2) for the subtraction stage.

17. The frequency generator as claimed in claim 16, characterized in that the pulse modulator is followed by a bandpass filter, preferably a crystal or ceramic filter.

18. The frequency generator as claimed in claim 16 or 17, characterized in that the pulse modulator has an in-phase signal path for processing of the real part of the input signal, as well as a quadrature signal path for processing of the imaginary part of the input signal.

19. The frequency generator as claimed in one of claims 16 to 18, characterized in that the control error signal, the control signal and the feedback signal are each complex signals, which each have a real signal component as well as an imaginary signal component.

20. The frequency generator as claimed in one of claims 16 to 19, characterized in that a noise level is added to the input signal to the quantization stage.

21. The frequency generator as claimed in one of claims 16 to 20, characterized in that the feedback unit has a second multiplication stage (13), which multiplies the pulsed signal by a complex-conjugate mixing signal oscillating at the frequency  $\omega_0$ , and thus produces the feedback signal (2) down-mixed by  $\omega_0$ , for the subtractor.



22. A method for pulse modulation of a complex input signal, **characterized by** the following steps:

- production of a control error signal from the difference between the complex input signal ( $x(t)$ ) and a feedback signal (2);
- conversion of the control error signal to a control signal (7);
- multiplication of the control signal (7) by a complex mixing signal oscillating at the frequency  $\omega_0$ , with at least one of the real part (11) and imaginary part of a control signal, up-mixed by  $\omega_0$ , being produced;
- quantization of at least one of the real part (11) and imaginary part of the control signal, up-mixed by  $\omega_0$ , in order to produce a pulsed signal ( $y(t)$ ), with the pulsed signal being used for electrostatic oscillation stimulation of a micromechanical resonator, and with the pulse modulation being carried out at a sampling frequency  $\omega_A$  which is 2 to 1000 times higher than the mixing frequency  $\omega_0$ ;
- production of the feedback signal (2) from the pulsed signal ( $y(t)$ ).

23. The method as claimed in claim 22, **characterized** in that the control error signal, the control signal and the feedback signal are each complex signals, which each have a real signal component as well as an imaginary signal component.

24. The method as claimed in claim 22 or claim 23, **characterized** in that the control error signal is converted to the control signal by integrating the control error signal.

25. The method as claimed in one of claims 22 to 24, **characterized** in that the real part of the control signal is multiplied by the real part of the complex

mixing signal oscillating at the frequency  $\omega_0$ , and a first result signal is thus produced, and in that the imaginary part of the control signal is multiplied by the imaginary part of the complex mixing signal  
5 oscillating at the frequency  $\omega_0$ , and a second result signal is thus produced.

26. The method as claimed in claim 25, **characterized** in that the first result signal and the second result  
10 signal are added to form a sum signal in order to determine the real part of the up-mixed control signal.

27. The method as claimed in claim 26, **characterized** in that the sum signal is quantized in order to produce  
15 the pulsed signal.

28. The method as claimed in one of claims 22 to 27, **characterized** in that a noise level is added before the quantization of at least one of the real part and  
20 imaginary part of the control signal up-mixed by  $\omega_0$ .

29. The method as claimed in one of claims 22 to 28, **characterized** in that the feedback signal is produced by multiplying the pulsed signal by a complex-conjugate  
25 mixing signal oscillating at the frequency  $\omega_0$ .

30. The method as claimed in one of claims 22 to 29, **characterized** in that the mixing frequency  $\omega_0$  corresponds to one resonant frequency of the  
30 micromechanical resonator.

- 1 -

**Description**

The invention relates to a pulse modulator for conversion of a complex input signal to a pulsed signal, and to a method for pulse modulation of a complex input signal.

Digital/analog converters may be used to convert a digital input signal to an analog signal. However, these modules are expensive and require a relatively large amount of electrical power. A number of supply voltages are frequently required. A further disadvantage is that digital/analog converters are difficult to integrate with the digital electronics and thus restrict miniaturization.

Digital/analog converters are thus being replaced by digital pulse modulators, such as sigma-delta converters, in many applications. A conventional sigma-delta modulator has an integrator, which integrates the difference signal between the input signal and a feedback quantized signal, as well as a quantizer, which quantizes the integrated signal. A quantized pulsed signal can then be tapped off at the output of the quantizer, and is fed back as a feedback signal to the input of the sigma-delta converter. Sigma-delta modulators are distinguished by a typical noise characteristic, with the quantization noise being shifted from the low-frequency range in the vicinity of  $\omega=0$  towards higher frequencies. The noise which occurs in the region of higher frequencies can then be suppressed with the aid of a downstream low-pass filter. Sigma-delta converters can be implemented at low cost, and can be integrated together with the digital electronics. However, for some applications, it would be advantageous to be able to keep the quantization noise in higher frequencies low.

modulator as well as a method for pulse modulation, in which the spectral distribution of the quantization

- 3a -

stage by a complex mixing signal at the frequency  $\omega_0$ ,  
in order in this way to produce a control signal up-  
mixed to the frequency  $\omega_0$ . The real part or the  
imaginary part of this control signal oscillating at  
5 the frequency  $\omega_0$  is then quantized by the quantization  
stage, thus resulting in a real pulsed signal with a  
dominant frequency component at the frequency  $\omega_0$  at the  
output of the quantization stage. This real pulsed  
signal, together with the aid of positive or negative  
10 pulses, simulates a sinusoidal signal at the frequency  
 $\omega_0$ . This pulsed signal at the same time represents the  
point of origin for the calculation of the feedback  
signal, which is fed back to the subtraction stage  
where it is subtracted from the input signal, in order  
15 to determine the control error.

In order to produce the pulsed signal, it is not  
absolutely essential to calculate both the real part  
and the imaginary part of the control signal up-mixed  
20 by  $\omega_0$ . If the intention is to derive the pulsed signal  
from the real part of the up-mixed control signal,

- 2 -

US Patent 5,841,388 "A/D Converter Apparatus with Frequency Conversion Function and Radio Apparatus using the same" describes an A/D converter with negative feedback, which has an A/D converter that is connected  
5 to the main signal line and has a first frequency conversion functionality for frequency conversion of the input signal, and describes a D/A converter which is connected to the feedback signal line and has a further frequency conversion functionality, such that  
10 the frequency of the feedback signal is changed to a frequency which corresponds essentially to the frequency of the input signal.

European Patent EP 0 461 721 describes a transmitter  
15 with an electronic arrangement for production of a modulator carrier signal, with this arrangement having a sigma-delta (1-bit) signal converter, which comprises at least one addition unit included in a closed signal loop, a low-pass filter and a pulse shaper driven at  
20 the sampling frequency  $f_s$ , and with the circuit arrangement having a mixer which is driven by the carrier frequency  $f_c$ , such that the output signal from the pulse shaper is passed to the mixer, and the frequency  $f_c$  corresponds to that of half the sampling  
25 rate, or to an integer multiple of it.

US Patent 5,866,969 "Actuating Circuit of Piezoelectric Transformer and Actuating Method thereof" describes a driver circuit for a piezoelectric transducer. A  
30 sinusoidal signal which is produced at the output of an AGC loop is passed to a delta-sigma modulator, which uses it to produce a 1-bit quantized bit signal. This pulsed signal switches drivers whose output signals are passed to the piezoelectric transducer.

35

One object of the invention is thus to provide a pulse modulator as well as a method for pulse modulation, in which the spectral distribution of the quantization

noise can be flexibly adapted.

This object of the invention is achieved by a drive circuit for a micromechanical resonator as claimed in claim 1, by a frequency generator as claimed in claim 5 16, and by a method for pulse modulation of a complex input signal as claimed in claim 22.

The pulse modulator according to the invention for 10 conversion of a complex input signal to a pulsed signal has a subtraction stage which produces a control error signal from the difference between the complex input signal and a feedback signal. The pulse modulator furthermore has a signal conversion stage which 15 converts the control error signal to a control signal. The control signal is multiplied by a complex mixing signal, oscillating at the frequency  $\omega_0$ , in a first multiplication stage, thus producing at least one of a real part and an imaginary part of a control signal 20 which has been up-mixed by  $\omega_0$ . The pulse modulator furthermore has a quantization stage, which quantizes at least one of the real part and imaginary part of the control signal which has been up-mixed by  $\omega_0$  and produces the pulsed signal, as well as a feedback unit, 25 which uses the pulsed signal to produce the feedback signal for the subtraction stage.

The method of operation of the pulse modulator according to the invention, which represents an 30 advantageous modification of a conventional sigma-delta converter, will be explained in the following text for the example of an input signal that is kept constant, without any restriction to generality. The subtraction stage and the signal conversion stage convert this 35 input signal to a control signal, which likewise varies only slightly in time. In contrast to conventional sigma-delta converters, this control signal is, however, now multiplied by the first multiplication

- 3a -

stage by a complex mixing signal at the frequency  $\omega_0$ ,  
in order in this way to produce a control signal up-  
mixed to the frequency  $\omega_0$ . The real part or the  
imaginary part of this control signal oscillating at  
5 the frequency  $\omega_0$  is then quantized by the quantization  
stage, thus resulting in a real pulsed signal with a  
dominant frequency component at the frequency  $\omega_0$  at the  
output of the quantization stage. This real pulsed  
signal, together with the aid of positive or negative  
10 pulses, simulates a sinusoidal signal at the frequency  
 $\omega_0$ . This pulsed signal at the same time represents the  
point of origin for the calculation of the feedback  
signal, which is fed back to the subtraction stage  
where it is subtracted from the input signal, in order  
15 to determine the control error.

In order to produce the pulsed signal, it is not  
absolutely essential to calculate both the real part  
and the imaginary part of the control signal up-mixed  
20 by  $\omega_0$ . If the intention is to derive the pulsed signal  
from the real part of the up-mixed control signal,